



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



Veröffentlichungsnummer: **0 544 991 A2**

12

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: **92111987.1**

51 Int. Cl.⁵: **H04L 27/00**

22 Anmeldetag: **14.07.92**

30 Priorität: **29.11.91 DE 4139511**

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:
09.06.93 Patentblatt 93/23

84 Benannte Vertragsstaaten:
CH DE ES FR GB IT LI SE

71 Anmelder: **Deutsche Aerospace
Aktiengesellschaft**

W-8000 München(DE)

72 Erfinder: **Reichert, Jürgen, Dipl.-Ing.**
Höhenstrasse 31
W-6369 Nidderau 2(DE)

74 Vertreter: **Schulze, Harald Rudolf, Dipl.-Ing.**
Deutsche Aerospace AG Patentabteilung
Postfach 17 30
W-7900 Ulm (DE)

54 Verfahren zur automatischen Klassifikation digital modulierter Signale und Anordnung zum Ausführen des Verfahrens.

57 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur automatischen Klassifikation digital modulierter Signale, bei dem ein aus dem digital modulierten Signal abgeleitetes und nach einer anfangs noch unbekannten Modulationsart moduliertes komplexes Nachrichtensignal in mehrere Zwischensignale transformiert wird, wobei das Nachrichtensignal und die Zwischensignale unabhängig voneinander weiter verarbeitet werden; dabei nimmt die komplexe Einhüllende des Nachrichtensignals im Zustandsdiagramm der komplexen Ebene nur eine beschränkte Anzahl von Zuständen ein.

Um eine möglichst hohe Zuverlässigkeit bei der Modulationsartenerkennung zu erreichen, wird nach der Erfindung vorgeschlagen, daß diejenigen Transformationen ausgewählt werden, die im Zustandsdiagramm die symmetrisch zum Ursprung der komplexen Ebene liegenden Zustände in eine geringere Anzahl von Zuständen überführen, die unsymmetrisch zum Ursprung liegen, daß aus dem Nachrichtensignal bzw. den Zwischensignalen die jeweils zugehörigen Leistungsdichtespektren erzeugt werden, die auf die Existenz von Linien untersucht werden und deren Anzahl, Frequenzlage, Amplitude festgestellt und an einen Klassifikator weitergegeben werden, der daraus die Modulationsart bestimmt.

EP 0 544 991 A2

Transformation	Frequenz der Linien im zugehörigen Lei- stungsdichtespektrum	Modulationsart				
	$n \in \mathbb{Z} ; \eta \geq 0$	2ASK	2PSK	4PSK	MSK	2FSK
τ	$f_e \pm \eta f_s$	-	-	-	-	xx
	f_e	xx	-	-	-	-
	$f_e + n f_s \ (n \neq 0)$	x	-	-	-	-
$ \tau ^2$	$\frac{f}{f_s} = 0$	xx	xx	xx	xx	xx
	$n f_s \ (n \neq 0)$	x	x	x	x	x
τ^2	$2(f_e \pm \eta f_s)$	-	-	-	-	xx
	$2f_e$	xx	xx	-	-	-
	$2f_e \pm f_s/2$	-	-	-	xx	-
	$2f_e + n f_s \ (n \neq 0)$	x	x	-	-	-
	$2f_e + [(2n+1)/2] f_s \ (n \neq 0, -1)$	-	-	-	x	-
τ^4	$4(f_e \pm \eta f_s)$	-	-	-	-	xx
	$4f_e \pm f_s$	x	x	x	xx	-
	$4f_e$	xx	xx	xx	x	-
	$4f_e + n f_s \ (n \neq 0, 1, -1)$	x	x	x	x	-

Fig. 1

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur automatischen Klassifikation digital modulierter Signale gemäß Oberbegriff des Patentanspruchs 1 sowie eine Anordnung zum Ausführen des Verfahrens gemäß Oberbegriff des Patentanspruchs 25. Ein solches Verfahren und eine solche Anordnung sind bereits aus F. Jondral: "Automatic Classification of High Frequency Signals"; Signal Processing, vol. 9, pp. 177-190, 1985 bekannt.

5 Zur Übertragung werden Nachrichten entsprechend einer Modulationsart umgeformt. Um zu erkennen, daß Nachrichten gemäß einer bestimmten Modulationsart gesendet werden oder um Nachrichten ihrer Modulationsart entsprechend richtig zu demodulieren, ist es notwendig, die Modulationsart von Signalen zu erkennen.

Die bekannten Verfahren zur automatischen Klassifikation von digital modulierten Signalen bauen 10 zumeist auf einer versuchten Demodulation auf. Gelingt der Versuch der Demodulation, so wird auf die entsprechende Modulationsart erkannt, ansonsten das Signal als nicht klassifizierbar zurückgewiesen.

Die meisten bisher aus der Literatur bekannten Verfahren benutzen "offensichtlich" günstige Merkmale wie z.B. die Histogramme oder Momente der gemessenen Amplituden und Phasenverteilungen als Eingangsgrößen für einen sich auf eine Lernstichprobe adaptierenden Mustererkennungsalgorithmus (vgl. z.B.: 15 den bereits erwähnten Artikel von F. Jondral: "Automatic Classification of High Frequency Signals"; Signal Processing, vol. 9, pp. 177-190, 1985 sowie L. V. Dominguez, et. al.: "A General Approach to Automatic Classification of Radiocommunication Signals"; Signal Processing, vol. 22, pp. 239-250, 1991, und T. G. Callaghan, J. L. Perry: "Modulation Recognition for Automated Surveillance Systems"; Watkins-Johnson Techn-notes, vol. 12, No. 4, July/August, 1985). Diese Verfahren weisen einige Nachteile auf. Es sind dies 20 im wesentlichen:

- a) Die Analyse der Klassifikationsleistung ist nur auf dem Weg der Simulation möglich. Eine explizite Angabe der Entdeckungswahrscheinlichkeit P_D und Falschalarmrate P_F ist praktisch nicht möglich.
- b) Eine repräsentative Lernstichprobe ist erforderlich, um den Modulationsklassifikator zu trainieren.

Andere Ansätze versuchen, Merkmale aus den berechneten Verteilungsdichten von Amplitude oder 25 Momentanphase abzuleiten und diese nachzumessen (vgl. z.B. K. Kim, A. Polydoros: "On the Detection and Classification of Quadrature Digital Modulations in Broad-Band Noise"; IEEE Trans. on Communications, vol. COM-38, pp. 1199-1211, 1990 und Y. Yang, S. Soliman: "Optimum Classifier for M-ary PSK Signals"; Proceedings of the International Conference on Communications ICC, pp. 1693-1697, 1991). Diese Verfahren gehen in der Regel von der Kenntnis der Träger- und Symbolsynchronisation aus, um die Analyse 30 berechenbar zu halten. In dem oben angeführten Artikel von K. Kim, A. Polydoros wurde ferner erwähnt, daß für den dort beschriebenen Delay- und Multiply-Detektor durch geschickte Wahl der Zeitverzögerung modulationsartenabhängige Spektrallinien erzeugt werden können. Das dort erwähnte Verfahren basiert allerdings auf der Verarbeitung reeller Nachrichtensignale und weist damit die bekannten Probleme der Überfaltung der Einzelspektren auf. Der Versuch einer statistischen Analyse des Klassifikators ist für 35 analoge Modulationen ebenfalls bereits bekannt (vgl. z.B. Y. T. Chan, L. G. Gadbois: "Identification of the Modulation Type of a Signal"; Signal processing, vol. 16, pp. 149-154, 1989 und J. Aisbett: "Automatic Modulation Recognition Using Time Domain Parameters"; Signal Processing, vol. 13, pp. 323-328, 1987).

Ein weiterer Ansatz besteht in der Untersuchung verschiedener, zunächst willkürlich gewählter Merkmale mittels eines statistischen Analyseprogramms auf maximale Unterscheidbarkeit (vgl. z.B. J. E. Hipp: 40 "Modulation Classification Based on Statistical Moments"; IEEE MILCOM Conference Proceedings, 1986). Die Merkmale, die nach dieser Analyse als informationshaltig erkannt werden, bilden die Merkmale zur Klassifikation.

Allen diesen bekannten Verfahren ist gemeinsam, daß sie bei schlechtem Signal-zu-Rausch-Verhältnis S/N relativ schlechte Ergebnisse liefern.

Bei dem aus F. Jondral: "Automatic Classification of High Frequency Signals"; Signal Processing, vol. 45 9, pp. 177-190, 1985 (vgl. hierzu auch: DE 34 03 187 A1) bekannten Verfahren wird ein aus dem digital modulierten Signal abgeleitetes und nach einer bestimmten, anfangs noch unbekannten Modulationsart moduliertes komplexes Nachrichtensignal r in mehrere, voneinander unabhängig weiterverarbeitete Zwischensignale transformiert, und zwar wird eine nichtlineare Transformation des Real- und Imaginärteils des 50 komplexen Nachrichtensignals r durchgeführt, um den Betrag und die Phase des Signals berechnen zu können. Die so gewonnenen Zwischensignale bilden die Grundlage für die Bestimmung der Modulationsart in einer nachgeschalteten Auswerteschaltung. Die Frequenzlage des komplexen Nachrichtensignals liegt im allgemeinen zwar im Bereich des entsprechenden bei bekannter Trägerfrequenz in üblicher Art ableitbaren, komplexen Basisbandsignals, ist jedoch in der Regel nicht identisch mit dem Basisbandsignal, da die 55 Trägerfrequenz des zu klassifizierenden Signals à priori unbekannt ist und zunächst geschätzt werden muß mit der Folge, daß je nach Güte der Schätzung das komplexe Nachrichtensignal bei einer "transformierten" Trägerfrequenz in der Nähe von Null, aber verschieden von Null erscheint.

Die Berechnung des Betrags und der Phase aus dem komplexen Nachrichtensignal r ist in der Regel sehr rechenintensiv. Es existieren nur iterative Algorithmen. Diese besitzen entweder lineare Konvergenz (wie z.B. der für den in dem Artikel von T.C. Chen: "Automatic Computation of Exponentials, Logarithms, Ratios and Square Roots", IBM J. Res. Develop., vol. 16 No. 4, pp. 380-388, July 1972 beschriebenen

5 COordinate-ROtation-Digital-Computer (CORDIC) verwendete Algorithmus) und benötigen deshalb mindestens ebensoviele Rechenschritte wie die Genauigkeit des Ergebnisses sein soll oder quadratische Konvergenz mit der Unterstützung von Tabellen, die abgelegt werden müssen.

Außerdem verstärkt die nichtlineare Transformation von Real- und Imaginärteil des komplexen Nachrichtensignals r in Betrag und Phase das Rauschen. Schwankt die Amplitude des Nutzsignals, so wird bei

10 kleinen Amplitudenwerten das Rauschen im Gesamtsignal überwiegen und entsprechend die Phase bestimmen. In der Phasenauswertung werden dann vollkommen falsche Phasen mit Phasen hoher Güte gleich gewichtet. So kommt es auch bei diesem bekannten Verfahren bei niedrigem Signal-zu-Rausch-Verhältnissen S/R eher zu falschen Ergebnissen.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, zum einen ein Verfahren der eingangs genannten Art zu

15 schaffen, das möglichst hohe Zuverlässigkeit bei der Modulationsartenerkennung aufweist, sowie eine Anordnung zum Ausführen des Verfahrens zu schaffen, die möglichst einfach im Aufbau ist.

Die erfindungsgemäße Lösung der Aufgabe ist in bezug auf das zu schaffende Verfahren durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruchs 1 sowie in bezug auf die zu schaffende Anordnung durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruchs 25 wiedergegeben. In den weiteren Ansprüchen sind

20 vorteilhafte Aus- und Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Verfahrens (Ansprüche 2-24) sowie der erfindungsgemäßen Anordnung (Ansprüche 26-31) beschrieben.

Das eingangs genannte Verfahren nach F. Jondral zur automatischen Klassifikation digital modulierter Signale, bei dem ein aus dem digital moduliertes Signal abgeleitetes und nach einer bestimmten, anfangs noch unbekannten digitalen Modulationsart moduliertes komplexes Nachrichtensignal in mehrere Zwischensignale transformiert wird, wobei das komplexe Nachrichtensignal und die mehreren Zwischensignale

25 unabhängig voneinander weiter verarbeitet werden und dabei die Grundlage für die Bestimmung der Modulationsart in einem Klassifikator bilden, wobei die komplexe Einhüllende des komplexen Nachrichtensignals im Zustandsdiagramm in der komplexen Ebene nur eine beschränkte Anzahl von gleichwahrscheinlichen und voneinander unabhängigen Zuständen einnimmt, wird nach der Erfindung dahingehend verbessert,

30

a) daß als Transformationen diejenigen Transformationen ausgewählt werden, die jeweils für mindestens eine der zu erkennenden Modulationsarten im Zustandsdiagramm die symmetrisch zum Ursprung der komplexen Ebene liegenden Zustände in eine geringere Anzahl von Zuständen überführen, die unsymmetrisch zum Ursprung liegen;

35 b) daß aus dem komplexen Nachrichtensignal und/oder den Zwischensignalen die jeweils zugehörigen Leistungsdichtespektren geschätzt werden;

c) daß die einzelnen Leistungsdichtespektren auf die Existenz von Linien untersucht werden und deren Anzahl und/oder Frequenzlage und/oder Amplitude und/oder Leistung festgestellt und in Form eines Merkmalvektors an den Klassifikator weitergegeben werden;

40 d) daß der Klassifikator anhand der Merkmalvektoren die Modulationsart bestimmt.

Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung ist darin zu sehen, daß digital modulierte Signale sehr einfach und schnell sowie mit einer sehr hohen Wahrscheinlichkeit (die ohne weiteres bei 95 % oder mehr liegen kann) richtig klassifiziert werden können.

Weitere Vorteile des erfindungsgemäßen Verfahrens ergeben sich daraus, daß generell für jedes

45 vorgegebene Signalmodell die Klassifikationsleistung vorbestimmt werden kann. Ist z.B. für den Fall der Schätzung der Leistungsdichtespektren mittels der Diskreten Fouriertransformation (DFT), z.B. mittels eines Fast-Fourier-Transformationsverfahrens (FFT) in Form von Periodogrammen das Verhältnis der Linienleistung zur Rauschleistungsdichte an den entsprechenden Periodogrammstellen bekannt, an denen sich jeweils eine Linie befindet, so kann umgekehrt auch angegeben werden, wie groß die Anzahl der

50 Abtastwerte N_{FFT} (entspricht der FFT-Länge) für die Schätzung der Leistungsdichtespektren sein muß, um bei vorgegebener Falschalarmrate P_F eine bestimmte Entdeckungswahrscheinlichkeit $P_{D,s}$ für eine Linie zu erzielen. Daraus kann die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_D der Modulationsart errechnet werden. Das Verfahren ist aufgrund der Wahl der robusten Merkmale und Detektionsalgorithmen relativ unempfindlich gegenüber Schwankung n der unbekannten Modulationsparameter (z.B. Trägerfrequenz f_c bzw. Symbolsfrequenz f_s) und der Rauschumgebung. Die Kenntnis der Trägerfrequenz und Symbolsynchronisation ist nicht

55 notwendig. Neben der Modulationsart können die Trägerfrequenz f_c und (in einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung) auch die Symbolsfrequenz f_s geschätzt werden. Die Erweiterung auf Nichtlinearitäten höherer Ordnung führt zur Erkennung von höherwertigen PSK-Signalen.

In einer besonderen Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens werden die einzelnen Zwischensignale zweckmäßigerweise jeweils durch eine lineare oder nichtlineare Transformation aus dem komplexen Nachrichtensignal r erzeugt, wobei vorzugsweise die Mehrzahl der Transformationen nichtlineare Transformationen von vorzugsweise niedriger Ordnung, vorzugsweise von erster, zweiter, dritter oder vierter Ordnung sind.

Die einzelnen Transformationen können zeitlich parallel und/oder vorzugsweise zeitlich hintereinander durchgeführt werden.

Das der Erfindung zugrunde liegende Prinzip beruht auf der Eigenschaft digital modulierter Signale, daß bei voll geöffnetem Augendiagramm an äquidistanten Zeitpunkten (= Symbolabstand T_s) nur eine beschränkte Anzahl von Zuständen durch die komplexe Einhüllende des komplexen Nachrichtensignals r in der komplexen Ebene eingenommen werden können. Diese Periodizität äußert sich bei den meisten Modulationsarten zunächst lediglich in einer periodischen Wiederholung der Signalstatistiken. Man spricht auch von cyclostationären Zeitsignalen (vgl. hierzu: W. A. Gardner: "The Spectral Correlation Theory of Cyclostationary Time-Series"; Signal Processing (J. EURASIP), vol. 11, no. 1, July 1986, pp 13-36). Die im Signal enthaltene periodische Struktur kann sich bei unsymmetrischen Zuständen (z.B. bei ASK = Amplitude-Shift-Keying) im Zustandsdiagramm durch eine Spektrallinie im zugehörigen Leistungsdichtespektrum äußern. Bei den meisten der übrigen digitalen Modulationsarten (2PSK, 4PSK, MSK; PSK = Phase-Shift-Keying, MSK = Minimum-Shift-Keying) allerdings liegen die (voneinander unabhängigen und gleichwahrscheinlichen) Zustände symmetrisch und es tritt keine Spektrallinie im zugehörigen Leistungsdichtespektrum auf. Man spricht hier auch von versteckten Periodizitäten. Gelingt es nun, diese versteckten Periodizitäten in "meßbare" Periodizitäten umzuwandeln, welche sich als Linie im zugehörigen Leistungsdichtespektrum zeigen, so ist es möglich, aus der Kenntnis der Transformationen und der so erzeugten Linien auf die Modulationsart zu schließen. Als Transformationen bieten sich nach der Erfindung solche an, die im Zustandsdiagramm die symmetrisch zum Ursprung liegenden Zustände in eine geringere Anzahl überführen, welche unsymmetrisch zum Ursprung liegen und damit einen Gleichanteil im transformierten Zeitsignal verursachen. Dieser äußert sich als Linie im Leistungsdichtespektrum des transformierten komplexen Nachrichtensignals. Insbesondere zur Erkennung der digitalen Modulationsarten 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK und 2FSK (FSK = Frequency-Shift-Keying) werden vorteilhafterweise die Transformationen r , r^2 , r^4 und $|r|^2$ auf das komplexe Nachrichtensignal r angewendet, wobei erstere Transformation (r) eine lineare Transformation ist und die letzteren Transformationen (r^2 , r^4 , $|r|^2$) nichtlineare Transformationen sind, jeweils angewandt auf das komplexe Nachrichtensignal $r(t)$. Wie weiter unten gezeigt wird, ist die komplexe Signalverarbeitung außerordentlich wichtig, weil nur so das zusätzliche Entstehen von Linien bei der Frequenz 0 durch den immer vorhandenen Gleichanteil im quadrierten reellen Signal verhindert wird. Außerdem ergibt sich, daß z.B. die Transformation r^2 , angewandt auf den Betrag des komplexen Signals $r(t)$, keine Unterschiede zwischen 2PSK und 4PSK erkennen läßt, denn alle Zustände im Zustandsdiagramm werden unabhängig von der Modulationsart auf einen einzigen Zustand abgebildet.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Figuren näher erläutert. Es zeigen:

FIG. 1 eine Tabelle mit den bei den digitalen Modulationarten 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK und 2FSK durch die Transformationen r , r^2 , r^4 und $|r|^2$ des komplexen Nachrichtensignals r generierten Linien in den entsprechenden Leistungsdichtespektren $S^{(1)}$, $S^{(2)}$, $S^{(4)}$ und

$$S_{r^2}^{(2)};$$

FIG.2-3 eine vorteilhafte erste Ausführungsform eines auf der Tabelle nach FIG. 1 basierenden und für den Klassifikator bestimmten Auswerteschemas der in den einzelnen Leistungsdichtespektren festgestellten Linien in Form eines Flußdiagramms;

FIG. 4 eine bevorzugte Ausführungsform der erfindungsgemäßen Anordnung zur Ausführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Die bei den im vorliegenden Fall (beispielhaft) zu klassifizierenden Modulationarten 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK und 2FSK durch die Transformationen r , r^2 , r^4 und $|r|^2$ des komplexen Nachrichtensignals r entstehenden Linien und ihre Positionen in den zugehörigen Leistungsdichtespektren $S^{(1)}$, $S^{(2)}$, $S^{(4)}$ und

$$S_{r^2}^{(2)}$$

sind in der Tabelle in FIG. 1 angeführt, wobei $S^{(1)}$, $S^{(2)}$ bzw. $S^{(4)}$ für die Leistungsdichtespektren stehen, die bei der Verwendung der Transformationen r , r^2 bzw. r^4 entstehen, und

$$S_{rr^2}^{(2)}$$

für das Leistungsdichtespektrum steht, das bei der Verwendung der Transformation $|r|^2$ entsteht, wobei $|r|^2$ das Betragsquadrat von r ist. In der Tabelle steht f_c für die Trägerfrequenz, f_s für die Symbolfrequenz, η für den Modulationsindex; n kann die Werte 0, ± 1 , ± 2 , ± 3 usw. annehmen.

Die 2FSK mit einem einseitigen Modulationsindex η kann als Sonderfall der Superposition zweier gegensätzlich modulierter 2ASK-Signale mit Trägerfrequenzen $f_{c1} = f_c + \eta f_s$ und $f_{c2} = f_c - \eta f_s$ aufgefaßt werden. Dies führt im Leistungsdichtespektrum $S^{(1)}$ des komplexen Nachrichtensignals r zu (mindestens) zwei Spektrallinien bei den Trägerfrequenzen f_{c1} und f_{c2} der beiden Einzelsignale. Da $\eta \cdot f_s$ bei 2FSK gleich dem Frequenzhub Δf ist, kann somit aus den Spektren von 2FSK grundsätzlich immer der Frequenzhub Δf bestimmt werden, sofern die Spektrallinien bei $f_c \pm \eta \cdot f_s$ detektiert werden können. Ist darüber hinaus auch noch der (einseitige) Modulationsindex η bekannt, kann sogar auf die Symbolfrequenz f_s rückgeschlossen werden (ähnliche Überlegungen führen dazu, daß aus MSK-Spektren grundsätzlich immer auch die Symbolfrequenz f_s bestimmt werden kann). Diese Aussage gilt streng bei trägerphasenkohärenter 2FSK (CPC-2FSK = Carrier-Phase-Coherent-2FSK; Umschaltung zweier Oszillatoren) und bei 2FSK mit "kontinuierlicher" Phase (CP-2FSK = Continuous-Phase-2FSK), wenn der zweifache Modulationsindex 2η ganzzahlige Werte annimmt. Bei anderen Werten des Modulationsindex η enthält das Leistungsdichtespektrum $S^{(1)}$ des komplexen Nachrichtensignals r keine erkennbaren diskreten Linien mehr, jedoch wird der kontinuierliche Anteil des Leistungsdichtespektrums mit größer werdendem Modulationsindex zunehmend spitzer mit Maxima bei $f_{1,2} = f_c \pm \eta \cdot f_s$, was bei dem realisierten Liniendetektor zumeist als Linie erkannt wird.

In der Tabelle sind zwei Arten von Linien aufgeführt. Zum einen solche, die unabhängig von der Art der Tastung (hart oder weich) nach der Transformation immer mit relativ konstantem Pegel auftreten (in der Tabelle mit "xx" gekennzeichnet) und solche, die stark von der Art der verwendeten Tastung abhängig sind (in der Tabelle mit "x" gekennzeichnet). Ein Strich in der Tabelle bedeutet, daß die jeweils zugehörige Modulationsart (z.B. 4PSK) für die jeweils angegebene Transformation (z.B. r^2) bei der jeweils angeführten Frequenzlage (z.B. $2f_c$) keine Spektrallinie im jeweils zugehörigen Leistungsdichtespektrum (im Beispiel: $S^{(2)}$) erwarten läßt.

Die zusätzlichen, in der Tabelle mit "x" gekennzeichneten Linien werden durch Amplitudeneinbrüche bei weicher Tastung erzeugt und können bei hart getasteten Signalen im allgemeinen nicht beobachtet werden. Die vorzunehmende Klassifikation beschränkt sich deshalb zumindest in ihrer Grundausführung zweckmäßigerweise auf die Auswertung der mit "xx" gekennzeichneten, zuverlässig auftretenden Linien. Werden weitere Linien in äquidistanten Abständen gefunden, so können sie zur Erhöhung der Erkennungsqualität und zur Symbolfrequenzschätzung verwendet werden, da die Abstände dieser Linien mit der Symbolfrequenz f_s verknüpft sind. Die zunächst ebenfalls unbekannte Trägerfrequenz f_c wird durch die Position der mit "xx" gekennzeichneten Linien geschätzt. Auch hier zeigt sich ein wesentlicher Vorteil der Transformation des komplexen Signals: Bei der Verarbeitung des entsprechenden reellen Zeitsignals würden wesentlich mehr Linien auftreten, von denen sich nur ein Teil für die verschiedenen Modulationen unterscheidet. Mit anderen Worten sind die Leistungsdichtespektren von reell quadrierten Signalen weit weniger "unterscheidungskräftig" in bezug auf die Klassifikation digital modulierter Signale als die entsprechenden Leistungsdichtespektren von komplex quadrierten Signalen (vgl. hierzu den zuvor bereits erwähnten Artikel von K. Kim, A. Polydoros: "On the Detection and Classification of Quadrature Digital Modulations in Broad-Band Noise"; IEEE Trans. on Communications, vol. COM-38, pp. 1199-1211, 1990).

Die Tabelle zeigt außerdem, daß die (nicht lineare) Transformation $|r|^2$ für jede der in der Tabelle angegebenen digitalen Modulationsarten 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK und 2FSK Spektrallinien ("x") bei Vielfachen der Symbolfrequenz $n \cdot f_s$ ($n \neq 0$) sowie eine (robuste) Spektrallinie ("xx") bei der Frequenz $f = 0$ (durch Quadrieren verursachter Gleichanteil) erzeugt.

Dieses Leistungsdichtespektrum

$$S_{rr^2}^{(2)}$$

enthält demnach zwar keine Unterscheidungsmerkmale zwischen den einzelnen angeführten digitalen Modulationsarten, erlaubt es jedoch, durch Auswertung der Symbolfrequenzlinien bei $n \cdot f_s$ ($n \neq 0$), diese

digitalen Modulationsarten von analogen Modulationsarten zu unterscheiden. Erreicht wird dies mit der weiter unten beschriebenen Transformation $|r|^2 - E\{|r|^2\}$, da bei dieser Transformation die Spektrallinie bei der Frequenz $f=0$ durch Subtraktion des Gleichanteils unterdrückt wird ($E\{|r|^2\}$ ist gleich dem Erwartungswert von $|r(t)|^2$). Können mit anderen Worten im Leistungsdichtespektrum von $|r|^2 - E\{|r|^2\}$ Linien detektiert werden, so liegt mit einer hohen Wahrscheinlichkeit ein digital moduliertes Signal vor.

Die erzeugten Linien in den Leistungsdichtespektren der transformierten Signale werden detektiert und dienen zusammen mit deren Pegel und Frequenzlage als Merkmal für den Klassifikationsprozeß entsprechend der Tabelle in FIG. 1. Eine vorteilhafte erste Ausführungsform eines auf der Tabelle in FIG. 1 basierenden Auswerteschemas für die in den einzelnen Leistungsdichtespektren festgestellten Linien zeigen die Figuren 2 und 3 in Form eines Flußdiagrammes, das aufgebaut ist mit logischen Entscheidungen 10-120 (gekennzeichnet jeweils durch eine Raute, deren obere Spitze der Eingang bzw. deren untere Spitze der "ja"-Ausgang ist und deren seitliche Spitzen jeweils als "nein"-Ausgänge dienen) und mit Ausgabeblöcken (gekennzeichnet jeweils durch ein Rechteck) für 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK, FSK und NOISE (= Rauschen, d.h. keine Linien im Leistungsdichtespektrum feststellbar) sowie für die Rückweisung R unklassifizierbarer Signale.

Die Bedeutung der einzelnen logischen Entscheidungen sowie der einzelnen Ausgabeblöcke ergibt sich aus den beiden nachfolgenden Listen 1 und 2:

Liste 1 der logischen Entscheidungen 10-120 in den Figuren 2 und 3 und deren Bedeutung:

logische
Entscheidung
(Bezugszeichen)

Bedeutung

5		
	10	mindestens 1 Linie in $s^{(1)}$
	11	genau 1 Linie in $s^{(1)}$
10	12	mindestens 1 Linie in $s^{(2)}$
	13	$(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_1^{(1)})$
	14	mindestens 1 Linie in $s^{(4)}$
15	15	$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$
	20	mindestens 1 Linie in $s^{(2)}$
20	21	1 Linie in $s^{(2)}$ oder mindestens 2 Linien in $s^{(2)}$ mit $ P(f_1^{(2)}) - P(f_2^{(2)}) \geq 6\text{dB}$
	22	mindestens 1 Linie in $s^{(4)}$
	23	$(f_1^{(4)} \approx 2 \cdot f_1^{(2)})$
25	30	mindestens 1 Linie in $s^{(4)}$
	40	mindestens 1 Linie in $s^{(4)}$
30	41	genau 1 Linie in $s^{(4)}$
	42	$(f_1^{(4)} \approx 2 \cdot f_1^{(2)})$ oder $(f_1^{(4)} \approx 2 \cdot f_2^{(2)})$
35	50	$(f_1^{(4)} \approx 2 \cdot f_1^{(2)} \text{ und } f_2^{(4)} \approx 2 \cdot f_2^{(2)})$ oder $(f_1^{(4)} \approx 2 \cdot f_2^{(2)} \text{ und } f_2^{(4)} \approx 2 \cdot f_1^{(2)})$
40	60	mindestens 1 Linie in $s^{(2)}$
	61	mehr als 1 Linie in $s^{(2)}$
	62	$(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_1^{(1)} \text{ und } f_2^{(2)} \approx 2 \cdot f_2^{(1)})$

45

50

55

		oder $(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_2^{(1)})$ und $f_2^{(2)} \approx 2 \cdot f_1^{(1)}$
63		mindestens 1 Linie in $S^{(4)}$
64		mehr als 1 Linie in $S^{(4)}$
65		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$ und $f_2^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(1)}$
		oder $(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(1)})$ und $f_2^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)}$
70		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$ oder $(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(2)})$
80		$(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_1^{(1)})$ oder $(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_2^{(1)})$
81		$ P(f_1^{(1)}) - P(f_2^{(1)}) \geq 10\text{dB}$
82		mindestens 1 Linie in $S^{(4)}$
83		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$
90		mindestens 1 Linie in $S^{(4)}$
91		mehr als 1 Linie in $S^{(4)}$
92		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$ und $f_2^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(1)}$ oder
		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(1)})$ und $f_2^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)}$
100		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$ oder $(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_2^{(1)})$
110		$(f_1^{(2)} \approx 2 \cdot f_1^{(1)})$ und
		$[f_2^{(2)} \approx 2f_1^{(1)} + (f_2^{(1)} - f_1^{(1)})$ oder
		$f_2^{(2)} \approx 2f_1^{(1)} - (f_2^{(1)} - f_1^{(1)})]$
111		mindestens 1 Linie in $S^{(4)}$
112		$(f_1^{(4)} \approx 4 \cdot f_1^{(1)})$
120		$ P(f_1^{(1)}) - P(f_2^{(1)}) \geq 10\text{dB}$

Liste 2 der Ausgabeblöcke in den Figuren 2 und 3 und deren Bedeutung:

Ausgabeblock	Bedeutung
2ASK _l	Amplituden-Shift-Keying
2PSK _l	Phase-Shift-Keying I
4PSK _l	Phase-Shift-Keying II
2FSK _l	Frequenz-Shift-Keying
MSK _l	Minimum-Shift-Keying
N	Noise (Rauschen; d.h. die Leistungsdichtespektren weisen keine Linien auf)
R	Rückweisung (d.h. trotz Detektion von Linien in den Leistungsspektr n liegt keine der vorgenannten digitalen Modulationsarten 2ASK, 2PSK, 4PSK, 2FSK oder MSK vor)

Der Index l mit l = 1, 2, 3... gibt dabei die Tendenz der Erkennungssicherheit an. Je größer der Index ist, desto sicherer ist die getroffenen Entscheidung. Mit z ist in den Figuren 2 und 3 jeweils die Verbindungs-

stelle im Flußdiagramm bezeichnet, an der der Diagrammteil der FIG. 3 an den Diagrammteil der FIG. 2 anzuschließen ist. Mit \vec{M} ist der Merkmalsvektor des zu klassifizierenden Signals bezeichnet, der am Eingang des Klassifikators anliegt und der Angaben über beispielsweise Anzahl, Amplitude und Frequenzlage der detektierten Linien im Leistungsdichtespektrum des komplexen Nachrichtensignals bzw. der entsprechenden Zwischensignale enthält. Werden n Parameter (z.B. $n=3$: Anzahl, Amplitude und Frequenzlage der Linien) erfaßt, wird der Merkmalsvektor \vec{M} zweckmäßigerweise in n Subvektoren $\vec{M}_1, \vec{M}_2, \dots, \vec{M}_n$ aufgeteilt, die Informationen jeweils nur zu einem der n Parameter enthalten und die zu einer Merkmalsmatrix zusammengefaßt werden können. Im folgenden soll daher unter der Bezeichnung Merkmalsvektor \vec{M} auch immer die Merkmalsmatrix verstanden werden, wo dies zutrifft. Mit $S^{(i)}$ ($i=1, 2$ und 4) sind die Leistungsdichtespektren des komplexen Nachrichtensignals r ($i=1$) sowie der durch nichtlineare Transformationen erzeugten Zwischensignale r^2 bzw. r^4 ($i=2$ bzw. $i=4$) bezeichnet. Mit

$$f_j^{(i)}$$

($i=1, 2, 4$; $j=1, 2$) ist die Frequenz der j -ten Linie im Leistungsdichtespektrum $S^{(i)}$ ($i=1, 2, 4$) bezeichnet und mit

$$P(f_j^{(i)})$$

der Pegel bzw. Amplitude dieser Linie; dabei gibt j die Ordnung der Linie gemäß ihrem Pegel im betrachteten Spektrum wieder (z.B. entspricht $j=1$ einer Linie mit größtem Pegel).

Die in der Liste 1 angeführten Pegeldifferenzen

$$|P(f_j^{(i)}) - P(f_k^{(i)})|$$

mit $i=1, 2, 4$; $j=1, 2$; $k=2, 1$, dienen nur als grober Anhaltspunkt zur Abtrennung von 2ASK und 2FSK bzw. von MSK und 2PSK.

In einer vorteilhaften Weiterbildung des erfindungsgemäßen Verfahrens werden zusätzlich zu den robust, d.h. mit relativ konstantem Pegel auftretenden (und in der Tabelle von FIG. 1 mit "xx" bezeichneten) Linien in den einzelnen Leistungsdichtespektren die stark von der Art der verwendeten Tastung abhängigen (und in der Tabelle von FIG. 1 mit "x" bezeichneten), d.h. weniger robusten Linien ausgewertet, um neben der zu klassifizierenden Modulationsart und gegebenenfalls deren Trägerfrequenz f_c unter Umständen auch deren Symbolfrequenz f_s bestimmen zu können.

Hierzu wird in den einzelnen Spektren geprüft, ob bei zwei oder mehr als zwei detektierten Linien pro Spektrum die Linienabstände gleich oder annähernd gleich sind (unter Beachtung der sich durch die Modulo- N_{FFT} -Berechnung ergebenden Periodizität der Linien bzw. Liniengruppen in den einzelnen Leistungsdichtespektren $S^{(i)}$ sowie der Periodizität der Spektren selbst aufgrund der Abtastung mit der Frequenz f_A (= Periode der Spektren)). Im einzelnen wird hierbei geprüft, ob die einzelnen Linienabstände innerhalb einer Periode eines Spektrums in einem ganzzahligen Verhältnis zueinander stehen. Bei 2ASK, 2PSK und 4PSK wird der kleinste Linienabstand als Schätzwert für die Symbolfrequenz f_s ausgegeben. Ist diese Bedingung unter Berücksichtigung der zulässigen Toleranzen und der Modulo- N_{FFT} -Berechnung nicht erfüllt, so wird das Signal zurückgewiesen.

Da bei 2FSK und MSK jeweils mindestens 2 Linien zur Erkennung notwendig sind, und deren Abstand über den Frequenzhub Δf bei 2FSK bzw. die Symbolfrequenz f_s bei MSK festgelegt ist, kann bei diesen Modulationsarten immer ein Schätzwert für die Symbolfrequenz f_s bzw. für den Modulationsindex η angegeben werden. Werden in einem Spektrum nur zwei Linien detektiert, wird - unter Berücksichtigung dieser Periodizität - der kleinere der beiden ermittelten Linienabstände als Schätzwert für die Symbolfrequenz f_s (bzw. für den Frequenzhub Δf bei 2FSK) ausgegeben.

Als Toleranzfeld bei der Auswertung der Linienabstände wird vorteilhaft das Doppelte der durch die Form und Länge des benutzten Datenfensters bedingten spektralen Auflösung des Spektralschätzverfahrens eingesetzt. Bei einer auf einer Fast-Fouriertransformation (FFT) beruhenden Schätzung und Anwendung eines Blackman-Datenfensters entspricht das bei 60 dB Dämpfung der Hauptlinienkeule einer Toleranzbreite von 2×6 Bins.

In FIG. 4 ist eine bevorzugte Ausführungsform der erfindungsgemäßen Anwendung zum Ausführen des erfindungsgemäßen Verfahrens gezeigt. Ein digitaler Empfänger 2 ist eingangsseitig mit einer Antenne 1

verbunden. Am Ausgang des Empfängers 2 werden der Realteil $n(t)$ und der Imaginärteil $q(t)$ des aus dem Empfangssignal $e(t)$ abgeleiteten komplexen Nachrichtensignals $r(t)$ ausgegeben. Über eine Schaltvorrichtung 3 wird das Nachrichtensignal $r(t)$ nacheinander entweder direkt über eine als linearer Transformator wirkende Verbindungsleitung 4 oder über die nichtlinearen Transformatoren 5a (r^2) bzw. 5b (r^4) auf den Eingang eines (digitalen) Fouriertransformators 6 gegeben, der eine diskrete Fouriertransformation des Nachrichtensignals r bzw. der transformierten Zwischensignale r^2 und r^4 (beispielhaft) mittels eines Fast-Fouriertransformationsverfahrens durchführt. Aus den so geschätzten Fourier-Spektren $Y(i \cdot f_A / N_{FFT})$ mit $0 \leq i \leq N_{FFT}$ werden in einer nachgeschalteten Einheit 7 die Leistungsdichtespektren $|Y|^2$ geschätzt; f_A ist dabei die Abtastfrequenz und N_{FFT} die Anzahl der Abtastwerte, die bei der Fast-Fouriertransformation jeweils als Block verarbeitet werden; ferner sind die Verbindungsleitungen zwischen digitalem Empfänger 2, Umschalter 3, Transformatoren 4, 5a und 5b, Fouriertransformator 6 und der Einheit 7 zur Schätzung der Leistungsdichtespektren jeweils mit zwei Schrägstrichen versehen, um damit anzudeuten, daß sie wegen des komplexen Charakters der auf ihnen übertragenen Signale jeweils zweifach ausgeführt sind. Die Leistungsdichtespektren werden anschließend in einer nachgeschalteten Einheit 8 durch Division durch N_{FFT} normiert. Die einzelnen (normierten) Leistungsdichtespektren $S^{(i)}$ ($i = 1, 2, 4$) des Nachrichtensignals r ($i = 1$) bzw. der durch nichtlineare Transformationen erzeugten Zwischensignale r^2 ($i = 2$) und r^4 ($i = 4$) bilden jeweils ein Periodogramm und werden anschließend an einen Liniendetektor 9 weiter gegeben, der diese Spektren $S^{(i)}$ untersucht und Anzahl, Amplitude (Pegel) und Frequenzlage der detektierten Linien als Merkmalvektoren \vec{M} an einen Klassifikator 10 gibt, der beispielsweise nach dem Klassifikationsschema gemäß FIG. 2 und 3 die Linien auswertet und das entsprechende Empfangssignal nach der Art seiner (digitalen) Modulation klassifiziert, indem ein entsprechendes Klassifikations-Ausgangssignal St z.B. an einen (nicht gezeigten) Demodulator gegeben wird, der entsprechend der festgestellten und durch das Klassifikations-Ausgangssignal St übermittelten Modulationsart die Demodulation des digital modulierten Signals durchführt. Die Leistungsdichtespektren werden parallel hierzu an einen Filter 11 gegeben, der beispielsweise als Medianfilter ausgebildet sein kann. In dem Filter wird der kontinuierliche Spektralanteil

$$S_c^{(i)}(f)$$

des Leistungsdichtespektrums $S^{(i)}$ ($i = 1, 2, 4$) geschätzt und dem Liniendetektor 9 zugeführt als Referenz zur Bildung einer adaptiven Detektionsschwelle $\lambda(f)$ zur Einstellung einer konstanten Falschalarmrate für Spektralwerte im gesamten Frequenzbereich. Ferner wird eine vorgegebene Falschalarmrate P_F einer Einheit 12 zugeführt, in der anhand von P_F eine Schwelle k ermittelt wird, die ebenfalls als Steuergröße dem Liniendetektor 9 zugeführt wird und die zusammen mit dem geschätzten kontinuierlichen Spektralanteil

$$S_c^{(i)}$$

zur Bildung der frequenzabhängigen adaptiven Detektionsschwelle $\lambda(f)$ im Liniendetektor 9 verwendet wird.

Zur Funktion der Anordnung ist folgendes im einzelnen anzumerken:

1. Die nichtlinearen Transformatoren 5a, 5b übernehmen das auf die Zwischenfrequenz $f_z \approx 0$ abgemischte und abgetastete komplexe Nachrichtensignal $r(iT_a)$ mit seinem Realteil $n(iT_a)$ und Imaginärteil $q(iT_a)$,

$$r(iT_a) = n(iT_a) + jq(iT_a) \quad (1)$$

wobei $1/T_a = f_A$ die Abtastfrequenz ist.

Die verbleibende Restträgerfrequenz $f_c = f_z$ ist zunächst unbekannt und wird im Laufe des Verfahrens geschätzt. Das zu untersuchende Empfangssignal ist dabei zweckmäßigerweise bereits soweit aufbereitet, daß sich nur ein Modulationssignal im interessierenden Frequenzbereich befindet und die Abtastfrequenz f_A der Breite des zu klassifizierenden, segmentierten Modulationssignals angepaßt ist, d.h. es fehlen keine wesentlichen Nutzsignalanteile und das Signal ist nicht sehr stark überabgetastet.

Durch die Schaltvorrichtung 3 am Eingang wird das so zur Verfügung gestellte komplexe Nachrichtensignal $r(t)$ nacheinander den möglichen Transformationen r , r^2 und r^4 unterworfen (Die so gewonnenen Zwischensignale r , r^2 und r^4 können selbstverständlich auch parallel erzeugt und verarbeitet werden.).

2. Der Spektralschätzer 6 bis 8 schätzt von den erzeugten Zwischensignalen r , r^2 und r^4 die Leistungsdichtespektren $S^{(i)}$ ($i = 1, 2, 4$).

3. Der Liniendetektor 9 untersucht die geschätzten Leistungsdichtespektren $S^{(i)}$ ($i = 1, 2, 4$) auf die Existenz von Linien und stellt deren Anzahl, Frequenzlage und Amplitude (Pegel) fest.

4. Der Klassifikator 10 nimmt - wie z.B. in FIG. 2 und 3 dargestellt - entsprechend den vom Liniendetektor 9 ausgegebenen Merkmalvektoren \vec{M} , jeweils bestehend aus Linienanzahl, -position und -pegel, die Zuordnung der Signale zu den einzelnen Modulationsarten vor oder weist das Signal als nicht klassifizierbar zurück.

Damit die Leistungsfähigkeit des angegebenen Klassifikators 10 auf analytischem Weg angegeben werden kann, ist es zweckmäßig, daß die im hier beschriebenen Verfahren verwendete Spektralschätzung nach dem an sich bekannten Verfahren der Periodogramm-Analyse (vgl. z.B.: A. Papoulis: "Signal Analysis"; McGraw-Hill, New York, 1977) durchgeführt wird. Dieses Spektralschätzverfahren bietet gegenüber den parametrischen (modellgestützten) Spektralschätzverfahren den Vorteil der Robustheit gegenüber unbekannten Einflüssen wie z.B. farbigem Rauschen mit unbekannter Autokorrelationsfunktion als kontinuierlicher Spektralanteil. Weiterhin ist es möglich, unter Zuhilfenahme des zentralen Grenzwertsatzes unter einigen relativ allgemeinen Annahmen die bedingten Wahrscheinlichkeitsverteilungen für Periodogrammstellen mit Linienanteilen und solchen mit kontinuierlichem Spektralanteil

$$S_C^{(i)}(f)$$

anzugeben.

Mit diesen Angaben ist es möglich, aus der Kenntnis der Leistung einer zu detektierenden Linie (P_L) und der Leistungsdichte an der Stelle des Auftretens der Linie

$$(S_C^{(i)}(f))$$

die Detektionsparameter $P_{D,s}$ und $P_{F,s}$ für eine Periodogrammstelle anzugeben, wobei $P_{D,s}$ für die Entdeckungswahrscheinlichkeit für eine Linie steht und $P_{F,s}$ für die Einzelfalsalarmwahrscheinlichkeit für eine Periodogrammstelle mit ausschließlich konstantem Inhalt:

$$P_{F,s} = e^{-\frac{\lambda}{S_C^{(i)}(f)}} \quad (2)$$

$$P_D = Q\left(\sqrt{2N_{FFT}P_L/S_C^{(i)}(f)}, \sqrt{2\lambda/S_C^{(i)}(f)}\right) \quad (3)$$

mit $Q(x, y)$: Marcum's Q-Funktion (siehe z.B. A. D. Whalen: "Detection of Signals in Noise"; Academic Press, New York, 1977). Wählt man die Detektionsschwelle λ frequenzabhängig als Funktion des kontinuierlichen Spektralanteils

$$S_C^{(i)}(f)$$

zu:

$$\lambda(f) = S_C^{(i)}(f) \cdot (1 + k), \quad (4)$$

so wird die Gesamtfalsalarmrate P_F unabhängig von

$$S_C^{(i)}(f)$$

und errechnet sich zu:

$$P_F = 1 - (1 - P_{F,s})^{N_{FFT}} = 1 - (1 - e^{-(1+k)})^{N_{FFT}} \quad (5)$$

5

$$P_D = \prod_{i=1}^q P_{D,s}^{(i)} \quad (6)$$

10

mit $\lambda(f)$ gleich der adaptiven (frequenzabhängigen) Detektionsschwelle und

$$S_C^{(i)}(f)$$

15

gleich dem Anteil des kontinuierlichen Spektrums an der Stelle von f , der verursacht wird durch die stochastische Natur des Modulationssignals sowie durch additives Rauschen auf dem Übertragungsweg; k ist ein vorgegebener konstanter Faktor, der, nachdem

20

$$S_C^{(i)}(f)$$

einmal festgelegt worden ist, die Höhe der adaptiven (und durch

25

$$S_C^{(i)}(f)$$

frequenzabhängigen) Detektionsschwelle $\lambda(f)$ festgelegt; q ist gleich der Anzahl der Linien für die entsprechende Modulation (z.B. müssen bei MSK oder FSK mindestens zwei Linien detektiert werden und bei 2ASK, 2PSK oder 4PSK nur eine). Mit P_F ist die Gesamtfalschalarmrate und mit P_D die Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit bezeichnet.

30

Die für die Auswertung der obigen Gleichungen benötigten Linienleistungen und kontinuierlichen Spektraldichten können beispielhaft für den Fall weich getasteter Nachrichtensignale anhand eines Modells, bestehend aus zeitverschobenen Einzelimpulsen berechnet werden. Unter der (realistischen) Näherung einer gaussförmigen Einzelimpulsform können Gleichungen abgeleitet werden, welche die Klassifikationsleistung (P_D und P_F) als Funktion des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses S/N und der Modulationsparameter angeben. Mit diesem relativ allgemeingültigen Modell und dem beschriebenen robusten Detektor ist es möglich, daß die so berechneten Klassifikationsleistungen als Grundlage zur Einstellung des Modulationstenerkenners in einer realen Umgebung benutzt werden können.

40

Zur Detektion der erzeugten Linien sollte, wie aus Gleichung (2) erkennbar, eine frequenzabhängige, adaptive Detektionsschwelle $\lambda(f)$ erzeugt werden. Zur Angabe dieser Schwelle muß der kontinuierliche Teil

$$S_C^{(i)}(f)$$

45

des Leistungsdichtespektrums $S^{(i)}$ möglichst gut geschätzt werden. Vorteilhafterweise erfolgt diese Schätzung durch Anwendung einer Medianfilterung auf das Periodogramm. Diese Schätzung bleibt durch eventuell vorhandene Linien relativ unbeeinflusst. Andere, weniger rechenintensive Schätzungen, wie z.B. geometrische oder arithmetische Mittelung benachbart positionierter Periodogrammstellen des Periodogramms, sind ebenfalls möglich.

50

Gemäß Gleichung (5) wird im Liniendetektor 9 nach Eingabe der zulässigen Gesamtfalschalarmrate P_F und nach Berechnung des Schätzwerts des kontinuierlichen Spektrums

$$S_C^{(i)}(f)$$

55

die Detektion der Linien durchgeführt. Die gefundenen Linien werden in drei Merkmalvektoren mit Anzahl, Position und Höhe der gefundenen Linien abgelegt und an den Klassifikator 10 weitergeleitet. Dieser nimmt

die Klassifikation z.B. entsprechend der Tabelle nach FIG. 1 bzw. dem Flußdiagramm nach FIG. 2 und 3 vor und gibt die erkannte Modulationsart zusammen mit der geschätzten Trägerfrequenz f_c und eventuell der Symbolfrequenz f_s als Ausgangs- oder Steuersignal St aus.

Um eine einwandfreie Funktion des Klassifikators 10 zu gewährleisten muß sichergestellt werden, daß nur Signale der definierten Klassen 2ASK, 2PSK, 4PSK, MSK und 2FSK zum Klassifikator 10 gelangen, da jede Modulationsart, die bereits eine Linie im Leistungsdichtespektrum enthält, wie z.B. ein unmodulierter Träger oder ein analoges amplitudenmoduliertes Trägersignal, nach der Tabelle von FIG. 1 fälschlicherweise als 2ASK klassifiziert wird. Zur Bewältigung dieser Aufgabe können in einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung die zyklstationären Eigenschaften des modulierenden Signals unabhängig vom Einfluß der unbekannten Trägerfrequenz durch Auswertung des folgendermaßen transformierten komplexen Nachrichtensignals ausgemessen werden:

$$|r(t)|^2 - E\{|r(t)|^2\} \quad (7)$$

mit $E\{|r(t)|^2\}$ gleich dem Erwartungswert von $|r(t)|^2$.

Die Linien in diesem Signal geben die nur bei digital modulierten Signalen vorhandenen zyklstationären Eigenschaften des modulierenden Signals an. Werden in dem beschriebenen Signal Linien gefunden, so handelt es sich um digitale Modulation (oder allenfalls analoge Modulation mit periodisch modulierenden Signal). Da die erzeugten Linien vom Typ "x" sind, müssen sie eventuell verstärkt werden. Die dazu bestehenden Möglichkeiten bestehen beispielsweise darin:

- das empfangene Signal nachzufiltern, um weiche Tastung mit entsprechenden Amplitudeneinbrüchen zu erzwingen und/oder
- das transformierte Signal

$$r(t)r(t + \tau)^* - E\{r(t)r(t + \tau)^*\}$$

zur Liniensuche zu benutzen, wobei τ gemäß der Beziehung $\tau = T_s/2$ mit $T_s = 1/f_s$ aus der geschätzten Symbolfrequenz f_s abgeleitet wird und $E\{r(t)r(t + \tau)^*\}$ der Erwartungswert von $r(t)r(t + \tau)^*$ ist.

Die Erfindung ist nicht auf die beschriebenen Ausführungsbeispiele beschränkt, sondern sinngemäß auf weitere anwendbar.

Beispielsweise ist es möglich, bei Verzicht auf eine analytische Beschreibung des Klassifikators die Liniendetektion durch eine Eigen- oder Singulärwertzerlegung einer geschätzten Autokorrelationsmatrix zu ersetzen. Abzählen der signifikanten Eigen- bzw. Singulärwerte erlaubt es dann auf die Anzahl der im Spektrum enthaltenen Linien zu schließen. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß die dominanten Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix den eventuell im Spektrum enthaltenen Linien entsprechen (vgl. hierzu: Theorem von Grenander und Szegö bzw. D.W. Tufts, R. Kumaresan: "Estimation of Frequencies of Multiple Sinusoids; Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood"; Proc. of the IEEE, vol. 70, No. 9, pp. 975-989, 1982). So ist es eventuell möglich, die Liniendetektion durch diese parametrische Spektralschätzung zu ersetzen mit dem Vorteil, daß weniger Abtastwerte benötigt werden, allerdings bei herabgesetzter Sensitivität gegenüber der unbekannten Verteilung des kontinuierlichen Spektrums und fehlender analytischer Beschreibung des Liniendetektors.

Ferner kann als zusätzliches Maß für die Sicherheit bzw. Güte der Klassifikation die Summe aller detektierten und ausgewerteten Linien, gewichtet mit ihrer Erkennungssicherheit, dienen.

Patentansprüche

1. Verfahren zur automatischen Klassifikation digital modulierter Signale, bei welchem Verfahren ein aus dem digital modulierten Signal abgeleitetes und nach einer bestimmten, anfangs noch unbekannten digitalen Modulationsart moduliertes komplexes Nachrichtensignal in mehrere Zwischensignale transformiert wird, wobei das komplexe Nachrichtensignal und die mehreren Zwischensignale unabhängig voneinander weiter verarbeitet werden und dabei die Grundlage für die Bestimmung der Modulationsart in einem Klassifikator bilden, wobei die komplexe Einhüllende des komplexen Nachrichtensignals im Zustandsdiagramm in der komplexen Ebene nur eine beschränkte Anzahl von gleichwahrscheinlichen und voneinander unabhängigen Zuständen einnimmt, dadurch gekennzeichnet,
 - daß als Transformationen diejenigen Transformationen (r , r^2 , r^4 , $|r|^2$) ausgewählt werden, die jeweils für mindestens eine der zu erkennenden Modulationsarten im Zustandsdiagramm die symmetrisch zum Ursprung der komplexen Ebene liegenden Zustände in eine geringere Anzahl

- von Zuständen überführen, die unsymmetrisch zum Ursprung liegen;
- daß aus dem komplexen Nachrichtensignal (r) und/oder den Zwischensignalen (r^2 , r^4 , $|r|^2$) die jeweils zugehörigen Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) geschätzt werden;
 - daß die einzelnen Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) auf die Existenz von Linien untersucht werden und deren Anzahl und/oder Frequenzlage und/oder Amplitude und/oder Leistung festgestellt und in Form eines Merkmalvektors (\vec{M}) an den Klassifikator weitergegeben werden;
 - daß der Klassifikator anhand der Merkmalvektoren (\vec{M}) die Modulationsart bestimmt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Zwischensignale (r , r^2 , r^4 , $|r|^2$) jeweils durch eine lineare oder nichtlineare Transformation aus dem komplexen Nachrichtensignal (r) erzeugt werden und daß vorzugsweise die Mehrzahl der Transformationen nichtlineare Transformationen (r^2 , r^4 , $|r|^2$) von vorzugsweise niedriger Ordnung, vorzugsweise von erster, zweiter, dritter oder vierter Ordnung sind.
3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Transformationen (r , r^2 , r^4 , $|r|^2$) zeitlich parallel und/oder vorzugsweise zeitlich hintereinander durchgeführt werden.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, zur Klassifizierung insbesondere von 2ASK-, 2FSK-, MSK-, 2PSK- und 4PSK-modulierten Signalen, dadurch gekennzeichnet, daß als nichtlineare Transformation(en) die Quadrierung (r^2) des komplexen Nachrichtensignals (r) und/oder die Erhebung des komplexen Nachrichtensignals (r) zur vierten Potenz (r^4) und/oder die Quadrierung des Betrags ($|r|^2$) des komplexen Nachrichtensignals (r) ausgewählt wird (werden).
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Klassifizierung von 2ASK-, MSK-, 2FSK-, 2PSK- und 4PSK-modulierten Signalen anhand von in ihrem Pegel von der Art der Tastung der Signale weitgehend unabhängigen Linien erster Art (xx) in den Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) des komplexen Nachrichtensignals (r) und der Zwischensignale (r^2 , r^4 , $|r|^2$) durchgeführt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Linien erster Art (xx)
- im Leistungsdichtespektrum ($S^{(1)}$) des komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-modulierte Signale in etwa oder genau bei der Trägerfrequenz (f_c) erscheinen;
 - im Leistungsdichtespektrum ($S^{(2)}$) des quadrierten (r^2) komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK- und 2PSK-modulierte Signale in etwa oder genau bei der doppelten Trägerfrequenz ($2f_c$) und für MSK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die doppelte Trägerfrequenz ($2f_c$) in etwa oder genau im Abstand der halben Symbolfrequenz (f_s) von der doppelten Trägerfrequenz ($2f_c$) liegenden Frequenzen
- $$(2f_c \pm \frac{1}{2} \cdot f_s)$$
- erscheinen;
- im Leistungsdichtespektrum ($S^{(4)}$) des zur vierten Potenz (r^4) erhobenen komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-, 2PSK- und 4PSK-modulierte Signale in etwa oder genau bei der vierfachen Trägerfrequenz ($4f_c$) und für MSK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die vierfache Trägerfrequenz ($4f_c$) in etwa oder genau im Abstand der Symbolfrequenz (f_s) von der vierfachen Trägerfrequenz ($4f_c$) liegenden Frequenzen ($4f_c \pm f_s$) erscheinen;
 - im Leistungsdichtespektrum
- $$(S_{r^2}^{(2)})$$
- des quadrierten Betrags ($|r|^2$) des komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-, 2PSK-, 4PSK-, 2FSK- und MSK-modulierte Signale bei der Frequenz Null erscheinen.
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß anhand der Linien erster Art (xx) zusätzlich die Trägerfrequenz (f_c) des klassifizierten Signals geschätzt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß zur Klassifizierung zusätzlich die hauptsächlich nur bei weicher Tastung des Signals in den Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i=1, 2, 4$) des komplexen Nachrichtensignals (r) und der Zwischensignale (r^2 , r^4 , $|r|^2$) auftretenden Linien zweiter Art (x) herangezogen werden.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Linien zweiter Art (x)

- im Leistungsdichtespektrum ($S^{(1)}$) des komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die Trägerfrequenz (f_c) in etwa oder genau im Abstand der n -fachen Symbolfrequenz (f_s) von der Trägerfrequenz (f_c) liegenden Frequenzen ($f_c + n f_s$) erscheinen mit $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 1$;
- im Leistungsdichtespektrum ($S^{(2)}$) des quadrierten (r^2) komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK- und 2PSK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die zweifache Trägerfrequenz ($2f_c$) in etwa oder genau im Abstand von der n -fachen Symbolfrequenz (f_s) von der zweifachen Trägerfrequenz ($2f_c$) liegenden Frequenzen ($2f_c + n f_s$) erscheinen mit $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 1$, sowie für MSK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die doppelte Trägerfrequenz ($2f_c$) in etwa oder genau im Abstand der $((2n+1)/2)$ -fachen Symbolfrequenz (f_s) von der doppelten Trägerfrequenz ($2f_c$) liegenden Frequenzen ($2f_c + ((2n+1)/2) \cdot f_s$) erscheinen mit $n = \pm 2, \pm 3, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 2$;
- im Leistungsdichtespektrum ($S^{(4)}$) des zur vierten Potenz (r^4) erhobenen komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-, 2PSK- und 4PSK-modulierte Signale bei in etwa oder genau symmetrisch um die vierfache Trägerfrequenz ($4f_c$) in etwa oder genau im Abstand der n -fachen Symbolfrequenz (f_s) von der vierfachen Trägerfrequenz ($4f_c$) liegenden Frequenzen ($4f_c + n \cdot f_s$) erscheinen mit $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 1$, sowie für MSK-modulierte Signale in etwa oder genau bei der vierfachen Trägerfrequenz ($4f_c$) und/oder bei in etwa oder genau symmetrisch um die vierfache Trägerfrequenz ($4f_c$) in etwa oder genau im Abstand der n -fachen Symbolfrequenz (f_s) von der vierfachen Trägerfrequenz ($4f_c$) liegenden Frequenzen ($4f_c + n f_s$) erscheinen mit $n = \pm 2, \pm 3, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 2$.
- im Leistungsspektrum

$$(S_{|r|^2}^{(2)})$$

des quadrierten Betrags ($|r|^2$) des komplexen Nachrichtensignals (r) für 2ASK-, 2PSK-, 4PSK-, 2FSK- und MSK-modulierte Signale bei Frequenzen $n \cdot f_s$ erscheinen mit $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, vorzugsweise $n = \pm 1$.

10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß anhand der Linien zweiter Art (x) zusätzlich die Symbolfrequenz (f_s) des klassifizierten Nachrichtensignals geschätzt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß bei zwei oder mehr als zwei detektierten Linien in den einzelnen Leistungsdichtespektren geprüft wird, ob die einzelnen Linienabstände innerhalb einer Periode eines Spektrums in einem ganzzahligen oder zumindest annähernd ganzzahligen Verhältnis zueinanderstehen, daß bei 2ASK-, 2PSK- und 4PSK-modulierten Signalen der kleinste ermittelte Linienabstand - unter Berücksichtigung der sich durch die Modulo- N_{FFT} -Berechnung ergebenden Periodizität der detektierten Linien bzw. Liniengruppen und der sich infolge der Abtastung ergebenden Periodizität der Spektren selbst - als Schätzwert für die Symbolfrequenz (f_s) gewählt wird und daß bei Nichterfüllung dieser Bedingung die Signale als unklassifizierbar zurückgewiesen werden.

12. Verfahren nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß bei nur zwei Linien in einem Leistungsdichtespektrum ($S^{(i)}$; $i=1,2,4$) der kleinere der beiden daraus folgenden Linienabstände als Schätzwert für die Symbolfrequenz (f_s) bzw. bei 2FSK-modulierten Signalen als Schätzwert für den Frequenzhub (Δf) gewählt wird.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß als Toleranzfeld bei der Auswertung der Linienabstände in etwa oder genau das Doppelte der durch die Länge und Form des benutzten Datenfensters bedingten spektralen Auflösung des Verfahrens gewählt wird, die nach einer Fast-Fourier-Transformation zur Erzeugung des jeweiligen Leistungsdichtespektrums ($S^{(i)}$; $i=1,2,4$) erzielt wird.

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 4-13, dadurch gekennzeichnet, daß zur Klassifizierung von 2FSK-modulierten Signalen mit einem einseitigen Modulationsindex η die 2FSK-modulierten Signale als Superposition von zwei gegensätzlich modulierten 2ASK-modulierten Signalen mit Trägerfrequenzen (f_{c1} , f_{c2}) in 2η -fachem Abstand der Symbolfrequenz (f_s) ($f_{c1} = f_c + \eta f_s$, $f_{c2} = f_c - \eta f_s$) aufgefaßt werden und daß zur Klassifizierung der 2FSK-modulierten Signale die beim i -fachen dieser Trägerfrequenzen (f_{c1} , f_{c2}) erscheinenden Linien dritter Art mit $i = 1$ im Leistungsdichtespektrum ($S^{(1)}$) des komplexen Nachrichtensignals (r), mit $i = 2$ im Leistungsdichtespektrum ($S^{(2)}$) des quadrierten (r^2) komplexen Nachrichtensignals (r) und mit $i = 4$ im Leistungsdichtespektrum ($S^{(4)}$) des zur vierten Potenz (r^4) erhobenen komplexen Nachrichtensignals (r) herangezogen werden.
15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich die Summe aller detektierten und ausgewerteten Linien der einzelnen Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$), gewichtet mit ihrer geschätzten Erkennungssicherheit, als Maß für die Güte der durchgeführten Klassifikation verwendet wird.
16. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß immer nur ein digital modulierte Signal verarbeitet und klassifiziert wird und daß dieses Signal zuvor segmentiert wird.
17. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Schätzung der Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) des komplexen Nachrichtensignals (r) und der Zwischensignale (r^2 , r^4 , $|r|^2$) die Diskrete Fourier-Transformation (DFT), vorzugsweise in Form des Fast-Fourier-Transformationsverfahrens (FFT) eingesetzt wird.
18. Verfahren nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß die Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) des komplexen Nachrichtensignals (r) und der Zwischensignale (r^2 , r^4 , $|r|^2$) jeweils in Form eines Periodogramms geschätzt werden, indem der Betrag des jeweiligen Fourierpektrums (Y) quadriert ($|Y|^2$) und vorzugsweise durch die Anzahl der Abtastwerte (N_{FFT}) der Fouriertransformation dividiert wird.
19. Verfahren nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß in den einzelnen Periodogrammen ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) jeweils die bedingten Wahrscheinlichkeitsverteilungsdichten für Periodogrammstellen mit Linienanteilen und Periodogrammstellen mit kontinuierlichem Spektralanteil

$$s_c^{(i)}(f);$$

$i = 1, 2, 4$) getrennt voneinander berechnet werden.

20. Verfahren nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß die Verteilungsdichte des kontinuierlichen Spektralanteils

$$s_c^{(i)}(f);$$

- $i = 1, 2, 4$) mittels einer Medianfilterung oder durch geometrische oder arithmetische Mittelung benachbart positionierter Linien im Periodogramm ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) geschätzt wird.

21. Verfahren nach einem der Ansprüche 18-20, dadurch gekennzeichnet, daß in den einzelnen Periodogrammen ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) die mit ihrem Pegel eine vorgegebene Schwelle λ jeweils überschreitenden Linien detektiert werden und daß als Schwelle λ eine frequenzabhängige, vorzugsweise sich adaptiv einstellende Schwelle $\lambda(f)$ gewählt wird.

22. Verfahren nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß die frequenzabhängige, vorzugsweise sich adaptiv einstellende Schwelle $\lambda(f)$ in Abhängigkeit von einer vorgegebenen Falschalarmrate P_F und/oder vom kontinuierlichen Spektralanteil

$$s_c^{(i)}(f);$$

$i = 1, 2, 4$) des jeweiligen Periodogramms ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) eingestellt wird.

23. Verfahren nach einem der Ansprüche 4-22, dadurch gekennzeichnet, daß zur Unterscheidung zwischen analog modulierten Signalen einerseits und 2ASK-, 2PSK-, 4PSK-, MSK- und 2FSK-modulierten Signalen andererseits das komplexe Nachrichtensignal (r) zusätzlich einer weiteren nichtlinearen Transformation der Form

$$|r(t)|^2 - E\{|r(t)|^2\}$$

unterzogen wird mit $E\{|r(t)|^2\}$ gleich dem Erwartungswert von $|r(t)|^2$ und daß das Auftreten von Linien in dem zugeordneten Leistungsdichtespektrum als weiteres Merkmal für das Vorliegen einer Modulation mit cyclostationärem modulierendem Signal genommen wird.

24. Verfahren nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß bei hart getasteten Signalen diese vor der Bildung der Leistungsdichtespektren durch eine Filterung in weich getastete Signale umgewandelt werden und/oder zusätzlich einer weiteren nichtlinearen Transformation der Form

$$r(t) \cdot r(t + \tau)^* - E\{r(t) \cdot r(t + \tau)^*\}$$

unterzogen wird mit $E\{r(t) \cdot r(t + \tau)^*\}$ gleich dem Erwartungswert von $r(t) \cdot r(t + \tau)^*$ und τ gleich oder annähernd gleich der vorzugsweise aus der geschätzten Bandbreite des komplexen Nachrichtensignals (r) abgeleiteten Symboldauer ($T_s = 1/f_s$).

25. Anordnung zum Ausführen des Verfahrens nach einem der vorhergehenden Ansprüche, mit einem digitalen Empfänger (2), mehreren dem Empfänger (2) nachgeschalteten Transformatoren (4, 5a, 5b) für das komplexe Nachrichtensignal (r) sowie einem Klassifikator (10), dadurch gekennzeichnet, daß die Transformatoren (4, 5a, 5b) und/oder der digitale Empfänger (2) ausgangsseitig über eine Einheit (6-8) zur Schätzung von Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) und einen Liniendetektor (9) zur Detektion von Linien in den Leistungsspektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) mit dem Klassifikator (10) verbunden sind.

26. Anordnung nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß die Transformatoren (4, 5a, 5b) entweder parallel oder über eine Umschaltvorrichtung (3) einzeln schaltbar zwischen dem digitalen Empfänger (2) und der Einheit (6-8) zur Schätzung von Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) angeordnet sind.

27. Anordnung nach einem der Ansprüche 25 oder 26, dadurch gekennzeichnet, daß als Transformatoren ein linearer Transformator in Form einer einfachen Verbindungsleitung (4), ein Quadrierer (5b) und/oder ein Potenzierer zur 4. Potenz (5a) vorgesehen sind und vorzugsweise ein (oder mehrere) weiterer- (weitere) Transformator(en), der (die) das komplexe Nachrichtensignal (r) (jeweils) der Transformation $|r(t)|^2 - E\{|r(t)|^2\}$ oder (bzw.) der Transformation $r(t) \cdot r(t + \tau)^* - E\{r(t) \cdot r(t + \tau)^*\}$ unterzieht (unterziehen) mit $E\{|r(t)|^2\}$ bzw. $E\{r(t) \cdot r(t + \tau)^*\}$ gleich den Erwartungswerten von $|r(t)|^2$ bzw. $r(t) \cdot r(t + \tau)^*$ oder (bzw.) der Transformation der Quadrierung ($|r|^2$) des Betrags des komplexen Nachrichtensignals (r).

28. Anordnung nach einem der Ansprüche 25-27, dadurch gekennzeichnet, daß die Einheit (6-8) zur Schätzung von Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) als PeriodogrammSpektralschätzer ausgebildet ist mit einem vorzugsweise nach dem Fast-Fourier-Transformationsverfahren (FFT) arbeitenden Diskreten-Fourier-Transformator (DFT) (6), einer Einheit (7) zur Bildung des Betragsquadrats ($|Y|^2$) des DFT- bzw. FFT-Ausgangssignals (Y) und vorzugsweise einer Einheit (8) zur Division des Betragsquadrats ($|Y|^2$) durch die Anzahl der Abtastwerte (N_{FFT}) der zugehörigen Fouriertransformation.

29. Anordnung nach einem der Ansprüche 25-28, dadurch gekennzeichnet, daß die Einheit (6-8) zur Schätzung von Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) bzw. der Periodogramm-Spektralschätzer (6-8) ausgangsseitig zusätzlich mit einer Einheit (11) zur Schätzung des kontinuierlichen Spektralanteils

$$(S_c^{(i)}(f));$$

$i = 1, 2, 4$) der einzelnen Leistungsdichtespektren ($S^{(i)}$; $i = 1, 2, 4$) verbunden ist und diese Einheit (11) ausgangsseitig mit dem Steuereingang für die Detektionsschwelle $\lambda(f)$ des Liniendetektors (9) verbun-

den ist.

30. Anordnung nach Anspruch 29, dadurch gekennzeichnet, daß die Einheit (11) zur Schätzung des kontinuierlichen Spektralanteils

5

$$(S_c^{(i)}(f));$$

10

i=1, 2, 4) das geometrische oder arithmetische Mittel benachbart positionierter Periodogrammstellen im Leistungsdichtespektrum ($S^{(i)}$; i=1, 2, 4) oder im Periodogramm bildet oder vorzugsweise als Medianfilter (11) ausgebildet ist.

15

31. Anordnung nach einem der Ansprüche 25-30, dadurch gekennzeichnet, daß eine Einheit (12) zur Umrechnung einer vorgegebenen Falschalarmrate (P_F) in einen Schwellenwert (k) vorgesehen ist und daß diese Einheit (12) ausgangsseitig mit dem Steuereingang für die Detektionsschwelle $\lambda(f)$ des Liniendetektors (9) verbunden ist.

20

25

30

35

40

45

50

55

Transformation	Frequenz der Linien im zugehörigen Lei- stungsdichtespektrum	Modulationsart				
		2ASK	2PSK	4PSK	MSK	2FSK
	$n \in \mathbb{Z} ; \eta \geq 0$					
τ	$f_c \pm \eta f_s$	-	-	-	-	xx
	f_c	xx	-	-	-	-
	$f_c \pm n f_s \ (n \neq 0)$	x	-	-	-	-
$ \tau ^2$	$\frac{f}{f_s} = 0$	xx	xx	xx	xx	xx
	$n f_s \ (n \neq 0)$	x	x	x	x	x
τ^2	$2(f_c \pm \eta f_s)$	-	-	-	-	xx
	$2f_c$	xx	xx	-	-	-
	$2f_c \pm f_s/2$	-	-	-	xx	-
	$2f_c \pm n f_s \ (n \neq 0)$	x	x	-	-	-
	$2f_c \pm [(2n+1)/2] f_s \ (n \neq 0, -1)$	-	-	-	x	-
τ^4	$4(f_c \pm \eta f_s)$	-	-	-	-	xx
	$4f_c \pm f_s$	x	x	x	xx	-
	$4f_c$	xx	xx	xx	x	-
	$4f_c \pm n f_s \ (n \neq 0, 1, -1)$	x	x	x	x	-

Fig. 1

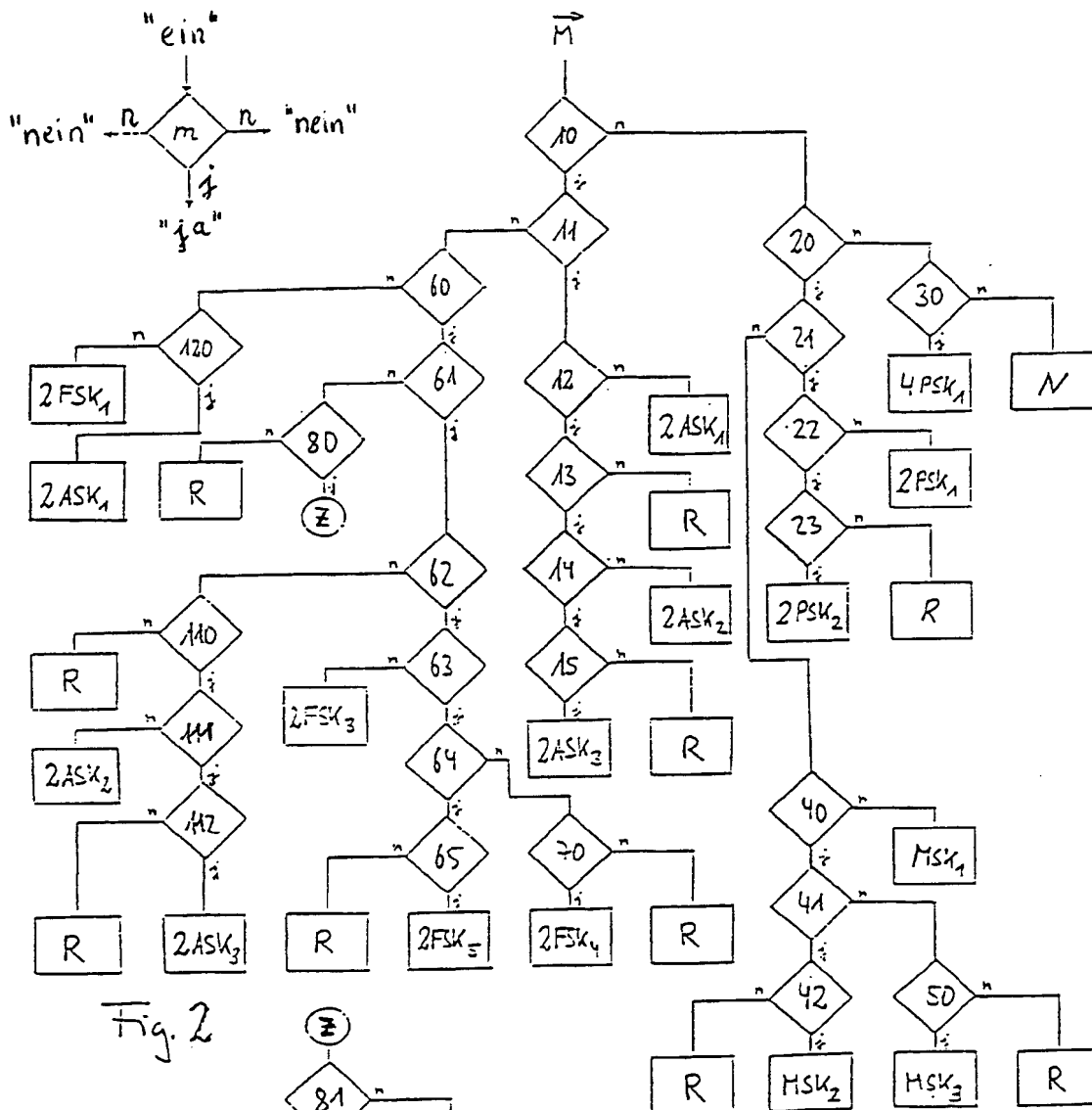
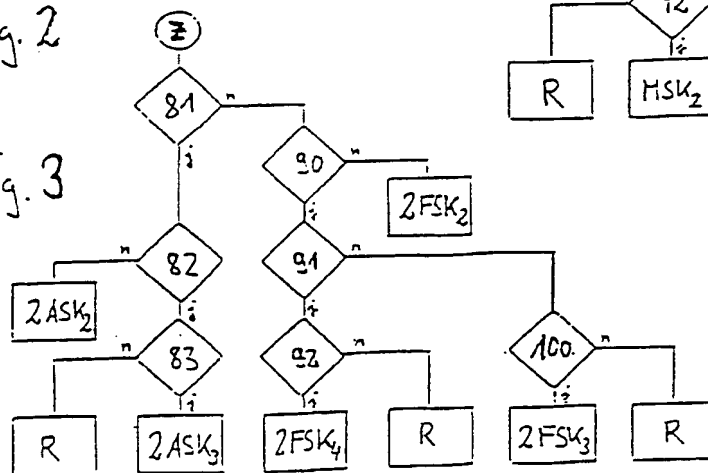


Fig. 2

Fig. 3



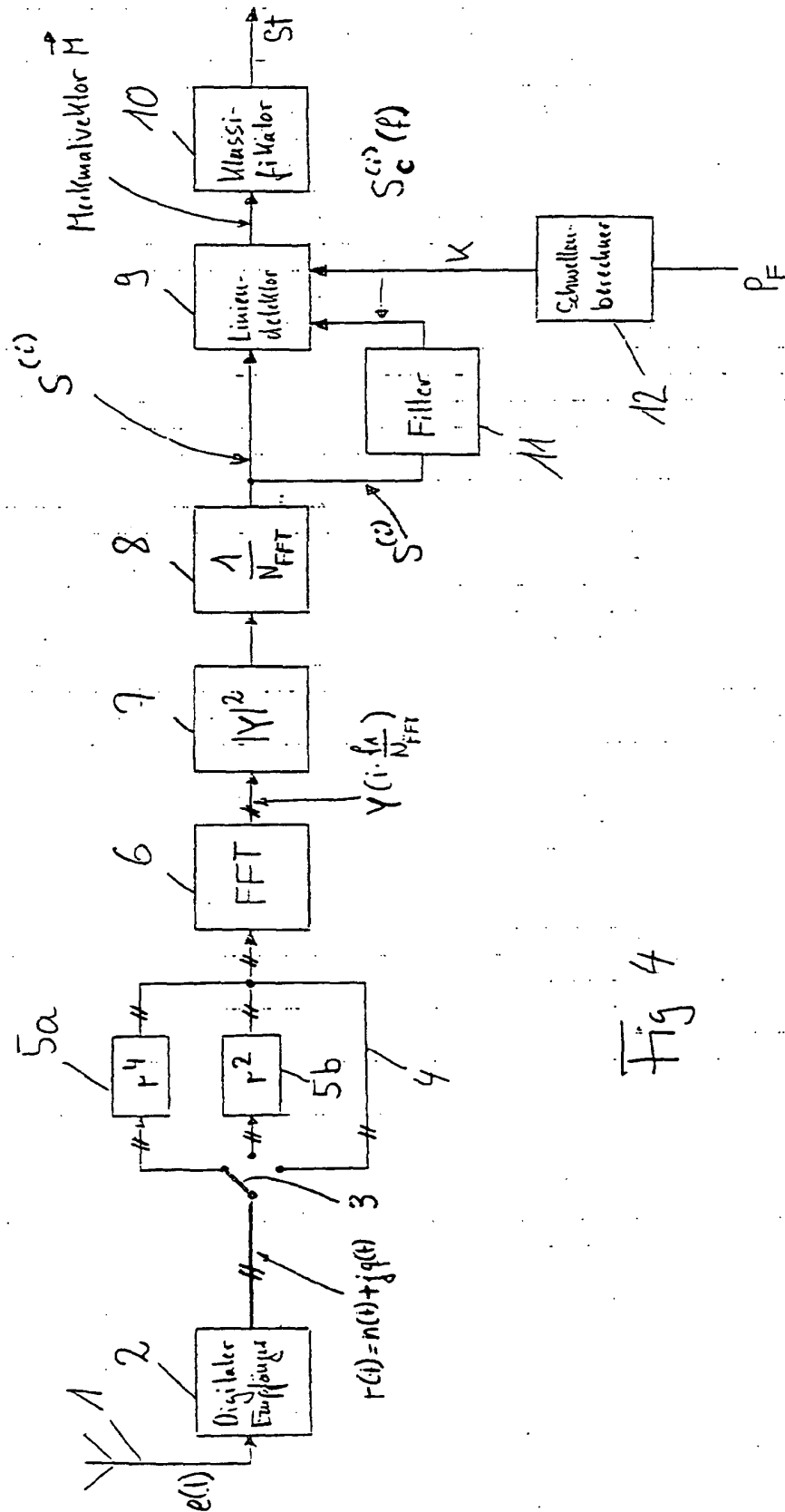


Fig 4



12

Fig. 4

Fig 4



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 92 11 1987
Seite 1

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
D,A	SIGNAL PROCESSING. EUROPEAN JOURNAL DEVOTED TO THE METHODS AND APPLICATIONS OF SIGNAL PROCESSING Bd. 9, Nr. 3, Oktober 1985, AMSTERDAM NL Seiten 177 - 190 F. JONDRAI: 'Automatic Classification of High Frequency Signals.' * Zusammenfassung; Abbildungen 1,2,7,8,9 * * Seite 186, rechte Spalte, Abschnitt 6 - Seite 188, rechte Spalte, Zeile 5 * * Tabelle 4 * ---	1	H04L27/00
D,A	SIGNAL PROCESSING. EUROPEAN JOURNAL DEVOTED TO THE METHODS AND APPLICATIONS OF SIGNAL PROCESSING Bd. 22, Nr. 3, März 1991, AMSTERDAM NL Seiten 239 - 250 L.V. DOMINGUEZ ET AL.: 'A general approach to the automatic classification of radiocommunication signals.' * Seite 244, rechte Spalte, Absatz 2 - Seite 249, linke Spalte, Absatz 2; Abbildung 4; Tabellen 5a-e * ---	1	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5)
D,A	SIGNAL PROCESSING. EUROPEAN JOURNAL DEVOTED TO THE METHODS AND APPLICATIONS OF SIGNAL PROCESSING Bd. 16, Nr. 2, Februar 1989, AMSTERDAM NL Seiten 149 - 154 Y. T. CHAN / L. G. GADBOIS: 'Identification of the modulation type of a signal.' * Zusammenfassung * * Seite 150, linke Spalte, Absatz 2 * ---	1	H04L
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG		Abschließdatum der Recherche 10 AUGUST 1993	Prüfer GRIES T.M.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

EPO FORM 1503 03.82 (P0403)



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 92 11 1987
Seite 2

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
D,A	PROCEEDINGS OF THE IEEE. Bd. 70, Nr. 9, September 1982, NEW YORK US Seiten 975 - 989 D. W. TUFTS / R. KUMARESAN: 'Estimation of Frequencies of Multiple Sinusoids: Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood.' * Zusammenfassung * * Seite 975, linke Spalte, Abschnitt I 'Introduction' - rechte Spalte, letzte Zeile * -----	1	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5)
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG	Abschlußdatum der Recherche 10 AUGUST 1993	Prüfer GRIES T.M.	
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

EPO FORM 1503 (03.12.1990)